

PATENT ABSTRACTS OF JAPAN

(11)Publication number : 02-168855

(43)Date of publication of application : 28.06.1990

(51)Int.Cl.

H02M 3/28

(21)Application number : 63-321002

(71)Applicant : MATSUSHITA ELECTRIC IND CO LTD

(22)Date of filing : 19.12.1988

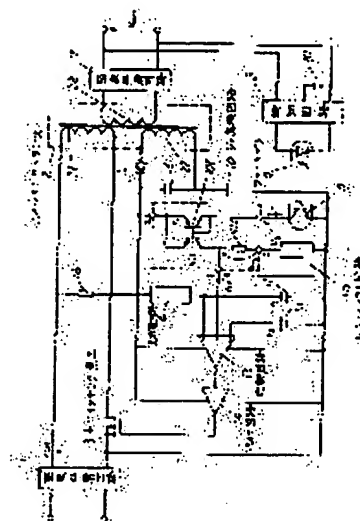
(72)Inventor : TANIGUCHI TOSHIYUKI
OSAGATA NOBUYOSHI

(54) SWITCHING POWER SUPPLY DEVICE

(57)Abstract:

PURPOSE: To increase a current difference between a minimum pulse width and a maximum pulse width, and stabilize a controlling device, and improve temperature characteristic by providing the input of the current of a difference between output voltage and reference voltage, to an I/V conversion circuit, to generate pulse voltage with its output, and by driving a main switching element.

CONSTITUTION: The input of the voltage V_{TH} , level-shifted by a level-shift circuit 15, of DC voltage V_{TH} obtained by an I/V conversion circuit 10, both the end voltage V_C of a capacitor 11, and normal voltage V_R , to a comparator circuit 12 is provided, and the output of pulse voltage is generated, and a main switching element 3 is driven. As a result, a current difference between a minimum pulse width and a maximum pulse width can be increased, and a control device can be stabilized, and temperature characteristic can be improved.



LEGAL STATUS

[Date of request for examination]

[Date of sending the examiner's decision of rejection]

[Kind of final disposal of application other than the examiner's decision of rejection or application converted registration]

[Date of final disposal for application]

[Patent number]

[Date of registration]

[Number of appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of requesting appeal against examiner's decision of rejection]

[Date of extinction of right]

Copyright (C); 1998,2003 Japan Patent Office

BEST AVAILABLE COPY

THIS PAGE BLANK (USPTO)

(Translation)

Relevant portion extracted from the description of
Publication of Unexamined Patent Application
JP-H2-168855, A (1990)

Radio-frequency AC voltage generated in the secondary winding 23 is rectified by the rectifier circuit and supplied as DC output voltage V_{out} . This DC output voltage V_{out} is compared with the voltage of the reference voltage 81 by the detection circuit 8, and the amount of difference is converted into current and applied to the diode side of the photo-coupler 9. Current corresponding to that on the diode side is applied to the transistor side of the photo-coupler 9, and the current is passed by the collector of the transistor 102 of the I/V converter circuit 10. Transistors 101 and 102 are of current mirror type, so that current passes also to the transistor 101 according to emitter area ratio n of each transistor, and the current is received by the resistor 103 to obtain voltage V_{TH} based on information on the DC output voltage. Comparator circuit 12 generates pulse voltage during a period when V_C is higher than V_{TH} as shown in Fig. 5, and determines a maximum pulse width depending on V_R . That is to say, V_{TH} is changed according to the difference between the DC output voltage and the reference voltage, so as to change the pulse width.

THIS PAGE BLANK (USPTO)

⑩ 日本国特許庁(JP)

⑪ 特許出願公開

⑫ 公開特許公報(A) 平2-168855

⑬ Int. Cl.⁶

識別記号

庁内整理番号

⑭ 公開 平成2年(1990)6月28日

H 02 M 3/28

H

7829-5H

審査請求 未請求 請求項の数 1 (全6頁)

⑮ 発明の名称 スイッチング電源装置

⑯ 特 願 昭63-321002

⑰ 出 願 昭63(1988)12月19日

⑱ 発 明 者 谷 口 俊 幸 大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器産業株式会社内
⑲ 発 明 者 長 湯 信 義 大阪府門真市大字門真1006番地 松下電器産業株式会社内
⑳ 出 願 人 松下電器産業株式会社 大阪府門真市大字門真1006番地
㉑ 代 理 人 弁理士 栗 野 重 孝 外1名

2 ページ

明 細 書

1. 発明の名称

スイッチング電源装置

2. 特許請求の範囲

直流入力電圧を、主スイッチング素子によって高周波交流電圧に変換して印加する少なくとも1次巻線と、2次巻線を具備したスイッチングトランスを有し、前記2次巻線から出力される高周波交流電圧を整流平滑して負荷へ直流出力電圧を供給し、前記直流出力電圧と基準電圧とを比較し、誤差分を絶縁伝達手段を介して電流として前記1次巻線側に伝達し、前記絶縁伝達手段を介して供給される電流を、電圧に変換するI/V変換回路に入力し、コンデンサを充放電することによって得られる充放電波形と前記I/V変換回路によって得られる電圧を比較してパルス電圧を発生し、前記直流出力電圧を安定化すべく前記パルス電圧のパルス幅を変化させ、前記パルス電圧により前記主スイッチング素子を駆動し、前記I/V変換回路に入力する電流に対して得られる電圧をレベ

ルシフト回路によってレベルシフトさせて前記充放電波形と比較するようにしたスイッチング電源装置。

3. 発明の詳細な説明

産業上の利用分野

本発明は各種電子機器に利用されるスイッチング電源装置に関するものである。

従来の技術

従来、この種のスイッチング電源装置は、第4図に示すような構成であった。第4図において、1は整流平滑回路であり、受電した交流入力電圧を直流入力電圧 V_{11} に変換する。2はスイッチングトランスで、1次巻線21、バイパス巻線22、2次巻線23を有する。3は主スイッチング素子で、この主スイッチング素子3をドライブ回路14でオンオフさせることにより直流入力電圧を高周波交流電圧に変換し1次巻線21に入力する。4は充放電回路でコンデンサ11を所定の時間で充放電する。5はダイオード、6はコンデンサで、バイパス巻線22に発生する高周波交流電圧を整

特開平 2-168855(2)

3 ページ

流平滑し充放電回路4、I/V変換回路10、比較回路12、ドライブ回路14のバイアス電圧を供給する。7は整流平滑回路で、2次巻線23に発生する高周波交流電圧を整流平滑し、直流出力電圧を供給する。8は直流出力電圧を検知する検知回路、81は直流出力電圧と比較するための基準電圧、9は検知回路8によって得られた直流出力電圧の情報をI/V変換回路10へ伝達するフォトカプラである。I/V変換回路10のうち、101、102はトランジスタ、103は抵抗で、フォトカプラ9のトランジスタ側の電流を電圧に変換する。12は比較回路で、コンデンサ11の両端電圧と、規定電圧源13の電圧と、I/V変換回路10によって得られた電圧を比較し、パルス電圧を発生させ、ドライブ回路14にを入力する。16は抵抗である。

以下に従来例の動作について説明する。

整流平滑回路1へ入力された交流入力電圧は直流入力電圧 V_{in} に変換され、起動抵抗16を介して、充放電回路4、I/V変換回路10、比較回

路12、ドライブ回路14をバイアスする。バイアスされた充放電回路4はコンデンサ11を所定の時間で充放電し、このコンデンサ11の両端電圧 V_c と規定電圧源13の電圧 V_R と、I/V変換回路10によって得られた電圧 V_{TH} とを比較回路12で比較しパルス電圧を出力し、ドライブ回路14によって増幅し、主スイッチング素子3をオンオフする。主スイッチング素子3がオンオフすると直流入力電圧 V_{in} は高周波交流電圧に変換され1次巻線21へ入力され、バイアス巻線22、2次巻線23にはそれぞれ巻数に応じた高周波交流電圧が発生する。バイアス巻線22に発生した高周波交流電圧はダイオード6及びコンデンサ8によって整流平滑され、バイアス電圧として充放電回路4、I/V変換回路10、比較回路12、ドライブ回路14に供給される。2次巻線23に発生した高周波交流電圧は整流平滑回路7によって整流平滑されて直流出力電圧 V_{out} として供給される。直流出力電圧 V_{out} は検知回路8によって基準電圧81の電圧と比較され、その誤差分を電流

5 ページ

に変換されて、フォトカプラ9のダイオード側に電流を通じる。フォトカプラ9のトランジスタ側には、ダイオード側に応じた電流が流れ、I/V変換回路10のトランジスタ102のコレクタより電流を引きぬく。トランジスタ101とトランジスタ102はカレントミラー構成となっているため、それぞれのトランジスタのエミッタ面積比 n によってトランジスタ101にも電流が流れ、この電流を抵抗103で受けて直流出力電圧の情報に応じた電圧 V_{TH} を得る。比較回路12は、第5図に示すように V_c が V_{TH} よりも高い期間にパルス電圧を発生させ、最大のパルス幅を V_R によって決定する。つまり、直流出力電圧と基準電圧との誤差分に応じて V_{TH} を変化させ、パルス幅を変化させる。

このように比較回路12によって直流出力電圧 V_{out} を安定化すべくパルス幅を変化させたパルス電圧を、ドライブ回路14にを入力して、主スイッチング素子3のオンオフ期間を変化させる。以上の動作により、交流入力電圧から、安定化された

6 ページ

直流出力電圧 V_{out} を供給する。フォトカプラ9のトランジスタ側に流れる電流を I_1 、トランジスタ101とトランジスタ102のエミッタ面積比を n 、抵抗103の抵抗値を R_{103} とすると次式が成立する。

$$V_{TH} = \frac{1}{n} \cdot I_1 \cdot R_{103} \quad \dots\dots(1)$$

又、パルス幅の最小値は V_{TH} が V_c の最大値 V_{cMAX} となった時であり、最大値は V_{TH} が V_R となった時である。よって、パルス幅を最小とする時の電流値 I_{1MAX} と、パルス幅を最小から最大へとする電流の変化幅 ΔI_1 はそれぞれ

$$I_{1MAX} = V_{cMAX} \cdot n / R_{103} \quad \dots\dots(2)$$

$$\Delta I_1 = n \cdot (V_{cMAX} - V_R) / R_{103} \quad \dots\dots(3)$$

で表わすことができるが、 ΔI_1 が小さい場合ゲインが高くさらにノイズ等の影響を受け易くなり制御系の安定化のためには、(3)式の ΔI_1 を大きくとる必要がある。

発明が解決しようとする課題

このような従来の構成では、 ΔI_1 を大きくとる

特開平 2-168855(3)

7ページ

ためには図式からわかるように n を大きくするか、 R_{102} を小さくするか、 $V_{C_{MAX}} - V_R$ を大きくしなければならず、いずれの場合も ΔI_1 が大きくなるにつれて I_{1MAX} も比例して増加してしまう。 I_{1MAX} が増加するということは、消費電流が増加することであり、素子の発熱、効率の低下をまねき、 I/V 変換回路10を含む制御回路部を集積回路化するとき大きな問題となる。さらにフォトカプラ電流の最大値 I_{1MAX} が増加すると、フォトカプラの寿命が短くなるなど、スイッチング電源全体の信頼性が低下するという課題があった。

本発明はこのような課題を解決するもので、消費電流の最大値を従来と同じ値とした場合でも ΔI_1 を大きくすることができ制御系を安定化させ、温度特性を改善し、精度を向上させる手段を有したスイッチング電源装置を提供するものである。

課題を解決するための手段

このような課題を解決するために本発明は、直流入力電圧を、主スイッチング素子によって高周

9ページ

波交流電圧に変換して印加する少なくとも1次巻線と、2次巻線を具備したトランスを有し、前記2次巻線から出力される高周波交流電圧を整流平滑して負荷へ直流出力電圧を供給し、前記直流出力電圧と基準電圧とを比較し、誤差分を絶縁伝達手段を介して電流に変換して前記1次巻線側に伝達し、前記絶縁伝達手段を介して供給される電流を電圧に変換する I/V 変換回路に入力し、コンデンサを充放電することによって得られる充放電波形と前記 I/V 変換回路によって得られる電圧を比較してパルス電圧を発生し、前記直流出力電圧を安定化すべく前記パルス電圧のパルス幅を変化させ、前記パルス電圧により前記主スイッチング素子を駆動する構成において、前記 I/V 変換回路に入力する電流に対して得られる電圧をレベルシフト回路によってレベルシフトさせて、前記充放電波形と比較するような構成としたものである。

作用

この構成によって、消費電流を増加させること

10ページ

とトランジスタ102のエミッタ面積比を n' とすると出力電圧 V_{TH} は

$$V_{TH} = \frac{1}{n'} \cdot I_1' \cdot R_{102} + V_R \quad \dots(4)$$

となり、最小パルス幅を得る時の I_1' を I_{1MAX} 、 I_{1MAX} と最大パルス幅を得る時の I_1' との差を $\Delta I_1'$ とすると、 I_{1MAX} 、 $\Delta I_1'$ はそれぞれ図式(3)式、(4)式より

$$I_{1MAX} = (V_{C_{MAX}} - V_R) \cdot n' / R_{102} \quad \dots(5)$$

$$\Delta I_1' = n' \cdot (V_{C_{MAX}} - V_R) / R_{102} \quad \dots(6)$$

と表わすことができる。

$I_{1MAX} = I_{1MAX}$ のとき図式(3)式より

$$R_{102} / R_{102} = (V_{C_{MAX}} - V_R) \cdot n' / V_{C_{MAX}} \cdot n \quad \dots(7)$$

$$n' / n = V_{C_{MAX}} \cdot R_{102} / (V_{C_{MAX}} - V_R) \cdot R_{102} \quad \dots(8)$$

となり、 $n' = n$ のとき(7)式は

$$R_{102} = \frac{V_{C_{MAX}} - V_R}{V_{C_{MAX}}} \cdot R_{102} \quad \dots(9)$$

実施例

第1図は本発明の1実施例によるスイッチング電源装置の回路構成図である。第1図において1〜14、16は従来例で示したものと同等である。15はレベルシフト回路である。以下その動作について説明する。

交流入力電圧から、安定化された直流出力電圧 V_{OUT} を供給する動作は従来例と同等であるため省略するが、 I/V 変換回路10で得られ九直流電圧 V_{TH} に、レベルシフト回路15の直流電圧 V_R をレベルシフトして V_{TH}' を得、この V_{TH}' とコンデンサ11の両端電圧 V_C と規定電圧源13の電圧 V_R を比較回路12で比較し、パルス電圧を出力する。抵抗103の抵抗値を R_{102} 、 I/V 変換回路10より引きぬく電流を I_1' 、トランジスタ101

特開平 2-168855(4)

11ページ

また、 $R'_{103} = R_{103}$ のとき側式は

$$n' = \frac{V_{C\text{MAX}}}{V_{C\text{MAX}} - V_B} \cdot n \quad \dots(10)$$

で表わされる。したがって $\Delta I'_1$ は

$$\Delta I'_1 = \frac{V_{C\text{MAX}}}{V_{C\text{MAX}} - V_B} \cdot \Delta I_1 \quad \dots(11)$$

と表わされる。

以上のように本発明によれば、従来に対して

$I_{1\text{MAX}}$ を増加させることなしに $\frac{V_{C\text{MAX}}}{V_{C\text{MAX}} - V_B}$ だけ ΔI_1 を大きくすることができ、さらにこの場合、抵抗 R_{103} を小さくするか、エミッタ面積比 n を大きくすることができるため、精度が向上し、消費電流を減少させることができる。

V_B を大きくするほど ΔI_1 を大きくすることができるが、 $V_B \leq V_R$ に設定することは明らかである。

第2図は本発明におけるレベルシフト回路15の具体例であって、レベルシフト回路15としてダイオードを使用したもので、レベルシフト回路

13ページ

しているが、 I/V 変換回路10は電流を電圧に変換できる構成であれば、本発明における機能に変わりはない。さらに、検知回路8の電流をフォトカプラ9を介さずに直接 I/V 変換回路10と接続しても機能は同等である。

発明の効果

以上のように本発明は、 I/V 変換回路にレベルシフト回路を接続して、 I/V 変換回路で得られた直流電圧をレベルシフト回路によってレベルシフトさせることにより、消費電流を増加させることなしに、最大パルス幅を得る時と最小パルス幅を得る時の I/V 変換回路から引きぬく電流の差 ΔI を大きくすることができ、フォトカプラの寿命の低下をまねくことなく、制御系の安定した、温度特性の良好な精度の良い優れたスイッチング電源装置を実現できるものである。

4、図面の簡単な説明

第1図は本発明の一実施例におけるスイッチング電源装置の回路構成図、第2図は同レベルシフト回路の具体例を示す回路図、第3図は本発明の

15の直流電圧 V_B としてダイオードの順方向電流 V_F を利用するものである。

I/V 変換回路10を含む制御回路を集積回路化した時、各素子には温度特性が有り、抵抗は正の温度特性を持ち、ダイオードは負の温度特性を持つ。よって抵抗とダイオードの温度特性を調整してやると、 I/V 変換回路10の出力電圧 V_{F1} は、温度に対して変動の少ないものとすることができる。

第3図は本発明における第2の実施例を示す構成図であって、規定電圧源13をレベルシフト回路15として使用し、部品点数を削減するようにしたものである。

なお、第2図においてレベルシフト回路15をダイオード1個としたが、レベルシフト回路15はダイオードを複数個直列に接続したもので、定電圧ダイオードでも、他の直流電源としてもよい。

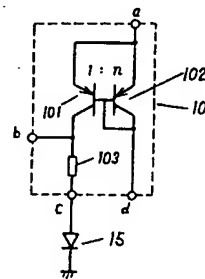
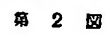
また、実施例では I/V 変換回路10として、カレントミラー構成のトランジスタと抵抗を使用

14ページ

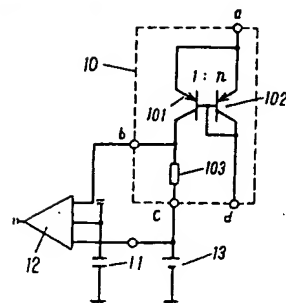
他のレベルシフト回路の実施例の回路図、第4図、第5図は従来のスイッチング電源装置の回路構成図及び波形図である。

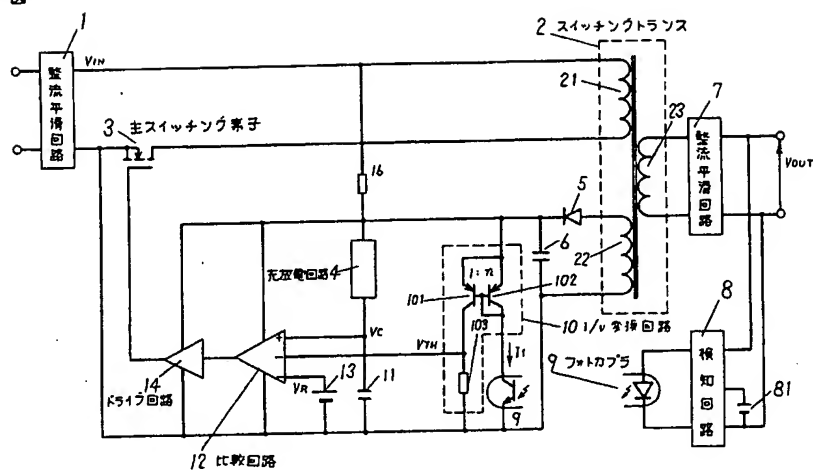
1……整流平滑回路、2……スイッチングトランス、3……主スイッチング素子、4……制御回路、5……ダイオード、6……コンデンサ、7……整流平滑回路、8……検知回路、9……フォトカプラ、10…… I/V 変換回路、11……コンデンサ、12……比較回路、13……規定電圧源、14……ドライブ回路、15……レベルシフト回路、16……抵抗、21……1次巻線、22……バイパス巻線、23……2次巻線、81……基準電圧、101、102……トランジスタ、103……抵抗。

代理人の氏名 弁護士 栗野重孝 ほか1名



第 3 回





第 5 回

